

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 7 - 7 4 6 9 4

(43) 公開日 平成 7 年 (1995) 3 月 17 日

(51) Int. Cl. ⁶

H04B 7/26

H04J 13/04

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

9297-5K

H04B 7/26

C

H04J 13/00

G

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号 特願平 5 - 2 1 8 9 4 9

(22) 出願日 平成 5 年 (1993) 9 月 3 日

(71) 出願人 0 0 0 0 0 2 1 8 5

ソニー株式会社

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号

(72) 発明者 杉田 武弘

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 3 5 号 ソ
ニー株式会社内

(74) 代理人 弁理士 稲本 義雄

(54) 【発明の名称】 復調装置

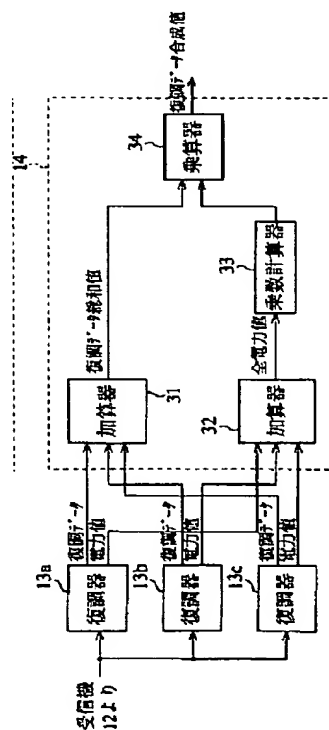
(57) 【要約】

【目的】 復調データの振幅の変動を低減させる。

【構成】 復調器 13a 乃至 13c より供給された各パスのデータチャンネルの復調データを、それぞれ S d 1, S d 2, S d 3 とするとともに、復調器 13a 乃至 13c より供給された各パスのパイロットチャンネルの電力値を、それぞれ E d 1, E d 2, E d 3 とすると、乗算器 34 は、加算器 31 で算出された合成復調データ (S d 1 + S d 2 + S d 3) を、次式にしたがって変換した信号 S を出力する。

$$S = (S d 1 + S d 2 + S d 3) \times C / (E d 1 + E d 2 + E d 3)$$

但し、C は、所定の定数である。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信された信号を復調し、復調データを出力する複数の復調手段と、
前記複数の復調手段それぞれから出力される前記復調データを合成し、合成復調データを出力する合成手段とを有する復調装置であって、
前記複数の復調手段それぞれは、
自身で復調した前記復調データの信号強度を算出する算出手段を備え、
前記合成手段は、
前記複数の復調手段それぞれが備える算出手段より出力される前記信号強度を加算する加算手段と、
前記加算手段の加算結果に基づいて、前記合成復調データの信号強度を一定に制御する制御手段とを備えることを特徴とする復調装置。

【請求項 2】 前記復調データは、所定のコードでなるパイロットチャンネルと、通信データでなるデータチャンネルとからなり、
前記算出手段は、前記パイロットチャンネルのデータの信号強度を算出することを特徴とする請求項 1 に記載の復調装置。

【請求項 3】 前記制御手段は、前記加算手段の加算結果に基づいて、所望する信号強度を得るための定数を、前記合成復調データに乗算することを特徴とする請求項 1 または 2 に記載の復調装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、例えばセルラ電話機などにおける、信号を受信し、復調する復調部分に用いて好適な復調装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 近年において、情報の帯域幅より数百乃至数千倍もの広いスペクトラム帯域に被変調波を拡散させて通信を行う様なスペクトラム拡散通信方式（以下、SS（Spectrum Spread）方式という）が注目されている。この SS 方式では、送信機側で、搬送波（キャリア）が PN コード（疑似雑音符号）により変調されることで周波数スペクトラムが拡散され、このスペクトラム拡散信号が、受信機に送信されるようになされている。そして、受信機においては、送信機と同一構造の符号発生器により発生される PN コードを用いた逆拡散（相関）過程を経た後、復調（ベースバンド復調）されてデータが得られるようになされている。

【0003】 SS 方式において、受信機で信号を復調するためには、上述のように PN コードのパターンが一致する必要がある他、その位相も一致していなければならない。即ち、通信を確立することができるのは、送受信機側で用いられる PN コードが、同一系列で、且つ位相が一致した場合のみである。この性質を利用すると、同一の周波数帯域を用いて PN コードの違いにより、多数

のチャンネル（回線）を使うことが可能となる。PN コードによってチャンネルの識別を実現し、多元接続（多重化）を行う方法は、CDMA（符号分割多元接続：Code Division Multiple Access）方式と呼ばれる。

【0004】 CDMA 方式により多重化された信号は、上述したように、耐妨害性が高く、通常互いに妨害（雑音）となるマルチパスにおいても分解能が高いため、同一帯域で多くの回線数を確保することができるという理由から、最近では、この方式を適用した移動端末としての、例えばセルラ電話機などが実現されている。

【0005】 CDMA 方式を適用したセルラ電話機によれば、例えば図 6 に示すように、基地局 A からの直接のパス P_1 、反射物によって反射されたパス P_2 、 P_3 、さらには他の基地局 B からのパス P_4 などの複数のパスを、それぞれ区別することができ、そのうちの最も受信レベルの高いパスを選択し、通信に用いるようになされている。

【0006】 しかしながら、セルラ電話機が、図 6 に示す基地局 A および B から離れた地点であって、それぞれからほぼ等距離の地点を移動している場合などにおいては、セルラ電話機で選択されるパスは、基地局 A からのパスになったり、基地局 B からのパスになったりする。このため、セルラ電話機で受信される信号は、途切れた信号になり、使用者に不快感を与える課題があった。

【0007】 さらに、この場合、セルラ電話機に対し形成されるパスのうちの最も受信レベルの高いパスといっても、セルラ電話機が、基地局 A および B から離れた地点に位置しているため、その S/N は悪く、即ち受信信号には多くの雑音が含まれ、やはり使用者に不快感を与える課題があった。

【0008】 そこで、1 つの基地局との間に形成された複数のパスを復調する複数の復調器を有し、各復調器の出力を合成して、S/N の向上（通話品質の改善）を図る方式（以下、ダイバーシティ方式という）のセルラ電話機や、また、複数の基地局それぞれとの間に形成されたパスを復調する複数の復調器を有し、各復調器の出力を合成して、S/N の向上を図る方式（以下、ソフトハンドオフ方式という）のセルラ電話機がある。

【0009】 さらに、最近では、1 つの基地局からの複数のパスと、複数の基地局それぞれからのパスとを含む複数のパスを復調する複数の復調器を有し、各復調器の出力を合成して、S/N を向上させる方式（以下、ダイバーシティ RAKE 方式という）のセルラ電話機なども提案されている。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】 ところで、上述したダイバーシティ方式やソフトハンドオフ方式、ダイバーシティ RAKE 方式においては、複数のパスの中で合成するのに適したもの（例えば、複数のパスの中でレベルの高いもの）が必要に応じて選択され、この選択されたパ

スを復調するように、複数の復調器それぞれが制御されるようになされている。

【0011】即ち、例えばセルラ電話機が3つの復調器を有する場合、複数パスのうちの、レベルの高い順に3つのパスが選択され、その3つのパスそれぞれが、3つの復調器それぞれで復調されるようになされている。

【0012】そして、セルラ電話機は、通常移動しながら使用されるので、各復調器で、常に同一パスが復調されているとは限らず、パスに沿った受信信号のレベルに応じて、復調器が復調するパスは切り換えられる。

【0013】このような復調するパスの切り換え時には、その準備のために、復調器からの復調データの出力が一旦停止される。この場合、複数の復調器から出力された復調データを合成したデータ（以下、合成復調データという）は、そのレベルが突然小さくなる。

【0014】さらに、停止した復調器からの復調データの出力が開始された場合、合成復調データは、そのレベルが突然大きくなる。

【0015】また、複数の復調器は、常にすべてが復調動作を行っているわけではなく、必要に応じて動作するようになされている（例えば、1つのパスに沿った信号で充分なS/Nが得られている場合には、複数の復調器のうちのいずれか1つが動作し、また複数の復調データを加算し、S/Nを稼ぐ必要がある場合には、複数の復調器のうちの2つ以上が動作する）。

【0016】即ち、複数の復調器それぞれは、必要に応じて、その動作を開始したり、また停止したりするため、これによっても、合成復調データは、そのレベルが突然大きくなったり、小さくなったりする。

【0017】さらに、複数の復調器それぞれにおいて、時間的に連続して復調が行われている場合においても、ある特定の復調器の出力する復調データのレベルは、例えばマルチパスフェーディングなどの影響により変化するときがあり、これにより、やはり合成復調データのレベルは変化する。

【0018】一方、最近提案されているセルラ電話機においては、復調したデータ（復調データ）を、ビタビ復号などの最尤復号することによって、さらなるS/Nの向上、および誤り率の低減が図られるようになされている。

【0019】この場合、ビタビ復号における軟判定時には、復調データの振幅があまり変化しないことが要求されるが、ダイバーシティ方式やソフトハンドオフ方式、ダイバーシティRAKE方式による復調時には、上述したように、合成復調データのレベルが、突然大きくなったり、小さくなったりする。

【0020】このため、復号時には、その特性（誤り検出、誤り訂正能力）が劣化し、誤り率が悪化する課題があった。

【0021】本発明は、このような状況に鑑みてなされ

てものであり、誤り率の悪化を防止することができるようにするものである。

【0022】

【課題を解決するための手段】請求項1に記載の復調装置は、受信された信号を復調し、復調データを出力する複数の復調手段としての復調器13a乃至13cと、復調器13a乃至13cそれぞれから出力される復調データを合成し、合成復調データを出力する合成手段としての合成器14とを有する復調装置であって、復調器13a乃至13cそれぞれは、自身で復調した復調データの信号強度を算出する算出手段としての自乗器22a、22b、および演算器23を備え、合成器14は、復調器13a乃至13cそれぞれが備える自乗器22a、22b、および演算器23より出力される信号強度を加算する加算手段としての加算器32と、加算器32の加算結果に基づいて、合成復調データの信号強度を一定に制御する制御手段としての乗算器34とを備えることを特徴とする。

【0023】請求項2に記載の復調装置は、復調データが、所定のコードでなるパイロットチャネルと、通信データでなるデータチャネルとからなり、自乗器22a、22b、および演算器23が、パイロットチャネルのデータの信号強度を算出することを特徴とする。

【0024】請求項3に記載の復調装置は、乗算器34が、加算器32の加算結果に基づいて、所望する信号強度を得るための定数Cを、合成復調データに乗算することを特徴とする。

【0025】

【作用】請求項1に記載の復調装置においては、復調器13a乃至13cで復調された復調データの信号強度が加算され、その加算結果に基づいて、合成復調データの信号強度が一定に制御される。従って、合成復調データの復号時において、誤り率が悪化することを防止することができる。

【0026】請求項2に記載の復調装置においては、パイロットチャネルおよびデータチャネルの復調データのうち、パイロットチャネルのものの信号強度が算出される。従って、精度の良い信号強度が算出されるので、合成復調データの信号強度を、正確に一定に制御することができる。

【0027】請求項3に記載の復調装置においては、加算器32の加算結果に基づいて、所望する信号強度を得るための定数Cを、合成復調データに乗算する。従って、合成復調データの信号強度を、容易に一定に制御することができる。

【0028】

【実施例】以下、本発明の実施例について説明するが、その前段階の準備として、CDMA方式の送信側としての基地局の構成、およびその基地局からセルラ電話機に送信されるデータの構成について説明する。

【0029】図1は、基地局の構成例を示している。図示せぬ他の交換器または公衆網からの送信データ（通信データ）は、基地局を管轄する電話局の交換器1を介して符号化器2に入力される。符号化器2では、送信データに対し、所定の符号化処理が施され、変調器3aに入力される。変調器3aは、符号化器2からの符号化データを、所定のPNコードによって、スペクトル拡散信号とする変調処理を行い、送信機4aに出力する。送信機4aは、変調器3aからの信号に対し、アップコンバートや増幅などの所定の処理を施し、アンテナ5aより電波として出力する。

【0030】アンテナ5aが、所定の範囲の方向に指向性を有する場合には、必要に応じて、その範囲の方向を補間するような指向性のアンテナ5bが設けられるとともに、そのアンテナ5bに信号を供給する送信機4bおよび変調器3bが設けられる。

【0031】そして、符号化器2からの符号化データは、変調器3bまたは送信機4bにおいて、上述した変調器3aまたは送信機4aにおける場合と同様の処理が施され、アンテナ5bより出力される（ソフトハンドオフ方式）。

【0032】ここで、図1においては、変調器、送信機、アンテナをそれぞれ2組ずつ図示したが、変調器、送信機、アンテナの数は、これに限られるものではない。

【0033】また、前述したダイバーシティRAKE方式では、図1に示した基地局と同様に構成される他の基地局から、同一の送信データを符号化、変調したものが送出される。

【0034】図1の基地局においては、各ブロックは、1つの線で結ばれ、これにより1チャンネル分のデータの経路だけしか示されていないが、実際には、CDMA方式により、複数のチャンネルのデータが、同一の周波数帯域を用いて（符号多重されて）送信されるようになっている。

【0035】図2は、基地局からセルラ電話機の方の通信路、即ちフォワードリンクの構成を示している。同図に示すように、フォワードリンクは、大きくは、セルラ電話機でのクロック再生のために、固定値のPNコードが繰り返し入っているパイロットチャンネルと、それ以外のチャンネルとしての種々の通信データが入っているデータチャンネルとから構成される。

【0036】さらに、データチャンネルは、基地局とセルラ電話機との同期をとるための時間情報が入っているシンクチャンネル、着信時に、基地局からセルラ電話機を呼び出すための制御信号や、どの基地局から着信したのかを判定するための信号などが入っているページングチャンネル、および基本的には、通話用の音声データなどが入っているトラフィックチャンネルから構成される。

【0037】基地局において、各チャンネルは、異なるP

Nコードでスペクトル拡散され、符号多重化されて送信される。

【0038】なお、図2において、トラフィックチャンネルは複数示したが、1つでも良い。また、ページングチャンネルは1つだけしか示していないが、複数設けるようにすることができる。

【0039】次に、図3は、本発明を適用した、CDMA方式のセルラ電話機の一実施例の構成を示すブロック図である。例えば図1に示すように構成される少なくとも1つの基地局からのマルチパスとしての、図2に示すようなチャンネルよりなる信号は、アンテナ11で受信され、受信機12に出力される。受信機12は、アンテナ11により受信された信号（以下、受信信号という）を、例えば直交検波する。

【0040】即ち、受信機12では、受信信号と、所定の周波数の検波用の信号、またはその検波用の信号の位相を $\pi/2$ だけシフト（回転）した信号とがそれぞれ乗算され、これにより、位相基準点と同相の信号成分（以下、Iチャンネルの信号という）と、位相基準点と直交する信号成分（以下、Qチャンネルの信号という）が出力される。

【0041】受信機12より出力されたIおよびQチャンネルの信号は、復調器13a乃至13cに供給されるとともに、制御回路16に供給される。

【0042】制御回路16では、IおよびQチャンネルの信号と、種々のPNコードとの相関をとることにより、セルラ電話機で受信された複数のパスそれぞれに用いられているPNコードが識別され、復調器13a乃至13cそれぞれで復調させるパスが決定される。そして、復調器13a乃至13cそれぞれに対して、その決定結果に基づくパスの復調指令がなされるとともに、そのパスを復調するためのPNコードが出力される。

【0043】復調器13a乃至13cそれぞれは、例えば図4に示すように構成され、制御回路16により決定されたパスのパイロットチャンネル並びにデータチャンネル（シンクチャンネル、ページングチャンネル、およびトラフィックチャンネル）（図2）を、そのパスのIおよびQチャンネルの信号から復調するとともに、各パスのパイロットチャンネルの信号（固定のPNコード）の電力値を算出するようになっている。

【0044】即ち、同図に示すように、復調器13a（13bおよび13cも同様）では、まず、Iチャンネルの信号が逆拡散器21aおよび21cに入力されるとともに、Qチャンネルの信号が逆拡散器21bおよび21dに入力される。

【0045】さらに、逆拡散器21aまたは21cには、制御回路16により指定されたパスの、パイロットチャンネルまたはデータチャンネルのうちのIチャンネルの信号を、逆拡散するための、基地局で用いられたPNコードと同一のPNコードPN_rまたはPN₀がそれぞれ入

力される。

【0046】逆拡散器21aまたは21cでは、Iチャネルの信号が、PNコードPN_rまたはPN_oを用いて逆拡散され、これにより制御回路16により指定されたパスの、パイロットチャネルまたはデータチャネルのIチャネルの逆拡散データP_iまたはD_iがそれぞれ生成される。

【0047】同様に、逆拡散器21bまたは21dには、制御回路16により指定されたパスの、パイロットチャネルまたはデータチャネルのうちのQチャネルの信号を、逆拡散するための、基地局で用いられたPNコードと同一のPNコードPN_rまたはPN_oがそれぞれ入力されており、逆拡散器21aまたは21cでは、Qチャネルの信号が、PNコードPN_rまたはPN_oを用いて逆拡散され、これにより制御回路16により指定されたパスの、パイロットチャネルまたはデータチャネルのうちのQチャネルの逆拡散データP_qまたはD_qがそれぞれ生成される。

【0048】パイロットチャネルの逆拡散データP_iおよびP_q、並びにデータチャネルの逆拡散データD_iおよびD_qは、演算器25に供給され、さらにそのうちのパイロットチャネルの逆拡散データP_iまたはP_qは、それぞれ自乗器22aまたは22bに供給される。

【0049】自乗器22aまたは22bでは、パイロットチャネルの逆拡散データP_iまたはP_qが、それぞれ自乗され、演算器23に供給される。演算器23では、自乗器22aと22bの出力とが加算される。

【0050】従って、演算器23の出力は、P_i²+P_q²、即ちパイロットチャネルの電力値となる。このパイロットチャネルの電力値は、LPF（ローパスフィルタ）24に供給され、そこで雑音が除去されてから、合成器14（図3）に出力される。

【0051】一方、演算器25では、パイロットチャネルの逆拡散データP_iおよびP_q、並びにデータチャネルの逆拡散データD_iおよびD_qから、データチャネルが復調される。

【0052】即ち、演算器25は、例えば、次式にしたがって、データチャネルとパイロットチャネルのIまたはQチャネルの逆拡散データどうしを、それぞれ乗算し、その乗算結果どうしを加算することにより、データチャネルの復調データDを生成する。

$$D = D_i \cdot P_i + D_q \cdot P_q$$

【0053】演算器25で得られたデータチャネルの復調データは、パイロットチャネルの電力値と同様に、合成器14（図1）に出力される。

【0054】なお、パイロットチャネルの逆拡散データは、その電力値の算出に用いられるとともに、図示せぬ処理回路に供給され、上述したようにクロック生成に用いられる他、受信機12における検波用の信号の周波数の誤差を補正するために用いられる。

【0055】合成器14は、復調器13a乃至13cそれぞれより、上述したようにして供給された各パスのデータチャネルの復調データを加算（合成）し、これによりS/Nの向上した復調データ（合成復調データ）を生成する。

【0056】同時に、合成器14は、復調器13a乃至13cそれぞれより供給された各パスのパイロットチャネルの電力値を加算（合成）し、この加算値（以下、合成電力値という）に基づいて、生成した合成復調データを、その電力値が一定になるように制御する。

【0057】即ち、合成器14は、図5に示すように、加算器31、32、乗数計算器33、および乗算器34から構成され、まず加算器31において、復調器13a乃至13cそれぞれより供給された各パスのデータチャネルの復調データが加算（合成）され、合成復調データ（復調データ総和値）が算出される。

【0058】同時に、加算器32において、復調器13a乃至13cそれぞれより供給された各パスのパイロットチャネルの電力値が加算（合成）され、合成電力値（全電力値）が算出される。

【0059】即ち、復調器13a乃至13cより供給された各パスのパイロットチャネルの電力値を、それぞれEd1、Ed2、Ed3とすると、加算器32は、Ed1+Ed2+Ed3を演算し、乗数計算器33に出力する。

【0060】乗数計算器33は、基準となる電力値（エネルギー値）としての所定の定数Cを、合成電力値Ed1+Ed2+Ed3で除算し、その除算結果（=C/(Ed1+Ed2+Ed3)）を、乗算器34に出力する。なお、この除算結果は、後述する乗算器34で乗数とされるものであるため、以下乗数という。

【0061】乗算器34は、加算器31で算出された合成復調データに、乗数計算器33より出力された乗数（=C/(Ed1+Ed2+Ed3)）を乗算する。即ち、乗算器34は、合成復調データを、乗数（=C/(Ed1+Ed2+Ed3)）倍して出力する。

【0062】ここで、復調器13a乃至13cより供給された各パスのデータチャネルの復調データの電力値を、それぞれSd1、Sd2、Sd3とすると、Sd1とEd1、Sd2とEd2、Sd3とEd3は、それぞれ同一パスのデータチャネルとパイロットチャネルの電力値であるから、式

$$Sd1 \propto Ed1, Sd2 \propto Ed2, Sd3 \propto Ed3$$
 の関係が成り立つと考えられ、従って式

$$Sd1 + Sd2 + Sd3 \propto Ed1 + Ed2 + Ed3$$

$$\dots (1)$$

の関係が成り立つと考えられる。

【0063】また、乗算器34より出力される合成復調データの電力値Sは、上述したように、加算器31で算出された合成復調データの電力値を、乗数計算器33よ

10

20

30

40

50

り出力された乗数 ($= C / (E d 1 + E d 2 + E d 3)$) 倍したものであるから、次式で表現される。

$$S = (S d 1 + S d 2 + S d 3) \times C / (E d 1 + E d 2 + E d 3)$$

... (2)

【0064】式(1)から、 $(S d 1 + S d 2 + S d 3) / (E d 1 + E d 2 + E d 3)$ は、一定値となり、従って式(2)で表現される合成復調データの電力値Sも、一定値となることが判る。

【0065】即ち、前述したように、加算器31からの合成復調データの電力値(レベル) $(S d 1 + S d 2 + S d 3)$ は、復調器13a乃至13cの動作の停止または開始や、復調するパスの切り換えによって変化する。

【0066】そこで、このセルラ電話機では、乗数計算器33に、加算器31からの合成復調データの電力値 $(S d 1 + S d 2 + S d 3)$ に比例して変化する合成電力値 $(E d 1 + E d 2 + E d 3)$ の逆数を、所定の定数C倍した乗数を算出させ、乗算器34に、合成復調データを、その乗数倍させることによって、電力値が一定の合成復調データを得ることができるようになされている。

【0067】つまり、乗算器34においては、加算器31からの合成復調データの電力値 $(S d 1 + S d 2 + S d 3)$ が大きくなった場合には、その電力値に、小さい乗数が乗算され、また、加算器31からの合成復調データの電力値 $(S d 1 + S d 2 + S d 3)$ が小さくなった場合には、その電力値に、大きい乗数が乗算されることによって、一定の電力値の合成復調データが出力される。

【0068】なお、乗数計算器33で用いられる(式(2)における)所定の定数Cは、装置のダイナミックレンジに基づいて、所望する電力値の合成復調データが得られるように設定される。

【0069】乗算器34(合成器14)より出力された電力値が一定の合成復調データは、復号器15(図1)に供給される。

【0070】復号器15では、合成器14からの電力値が一定の復調データが、例えばビタビ復号などの最尤復号され、復号データ(受信データ)が出力される。

【0071】従って、復号が、振幅のほぼ変化しない合成復調データに対してなされるので、復号されたデータの誤り率の悪化(復号器15における誤り訂正能力の劣化)を防止することができる。

【0072】以上、本発明の復調装置を、セルラ電話機に適用した場合について説明したが、本発明は、セルラ電話機以外の、信号を復調する復調装置に適用可能である。

【0073】なお、本実施例においては、セルラ電話機の多重化方式をCDMA方式としたが、これに限られるものではない。

【0074】また、本実施例では、3つの復調器13a乃至13cを有するセルラ電話機について説明したが、

復調器の数は、3つの他、1つや2つ、あるいは4つ以上とすることができる。但し、セルラ電話機に設ける復調器の数を1つとしたときは、図5に示す合成器14を構成する加算器31および32は設ける必要がなくなる。

【0075】さらに、本実施例においては、パイロットチャネルの電力値に基づいて、合成復調データの電力値を一定にするようにしたが、パイロットチャネルの他、図2に示すデータチャネル(シンクチャネル、ページングチャネル、またはトラフィックチャネル)の電力値を用いるようにすることができる。

【0076】但し、パイロットチャネルは、データチャネルに比較して、3乃至6dB程度レベルが高いものとされており、さらにパイロットチャネルに入れられる信号は、固定のPNコードであるから、本実施例におけるように、パイロットチャネルの電力値を用いる方が、より精度良く、合成復調データの電力値を一定にする制御を行うことができると考えられる。

【0077】

【発明の効果】請求項1に記載の復調装置によれば、複数の復調手段で復調された復調データの信号強度が加算され、その加算結果に基づいて、合成復調データの信号強度が一定に制御される。従って、合成復調データの復号時において、誤り率が悪化することを防止することができる。

【0078】請求項2に記載の復調装置によれば、パイロットチャネルおよびデータチャネルの復調データのうち、パイロットチャネルのものの信号強度が算出される。従って、精度の良い信号強度が算出されるので、合成復調データの信号強度を、正確に一定に制御することができる。

【0079】請求項3に記載の復調装置によれば、加算手段の加算結果に基づいて、所望する信号強度を得るための定数を、合成復調データに乗算する。従って、合成復調データの信号強度を、容易に一定に制御することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】基地局の構成例を示すブロック図である。

【図2】フォワードリンクの構成を説明する図である。

【図3】本発明の復調装置を適用したセルラ電話機の一実施例の構成を示すブロック図である。

【図4】図3の実施例における復調器13a(13bまたは13c)のより詳細なブロック図である。

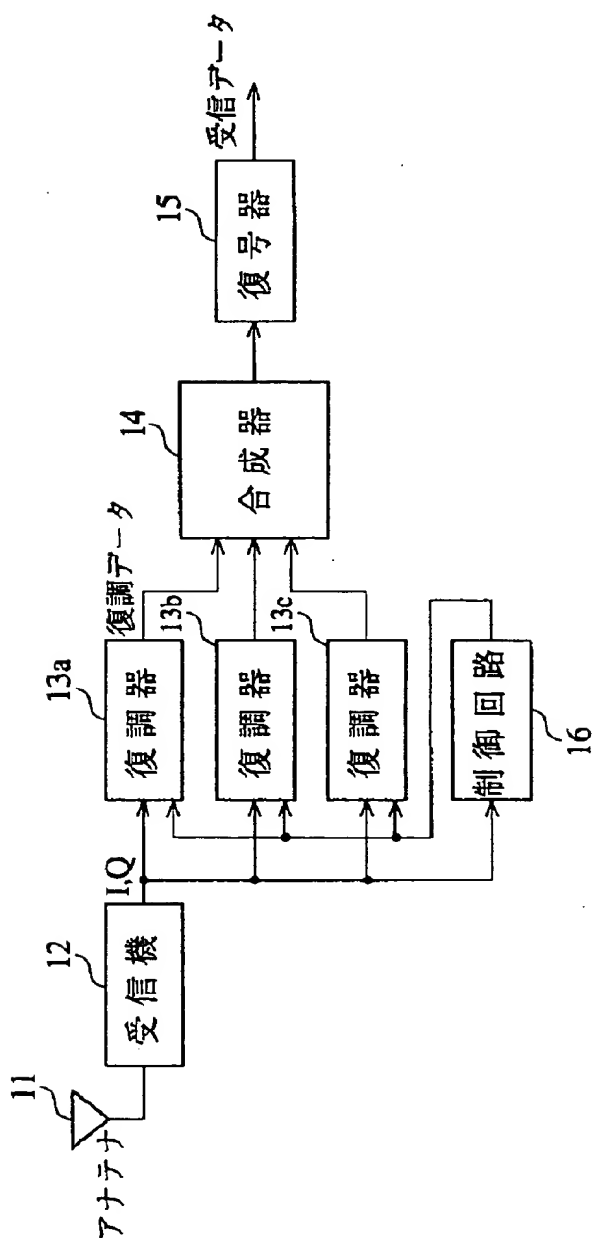
【図5】図3の実施例における合成器14のより詳細なブロック図である。

【図6】マルチパスを説明する図である。

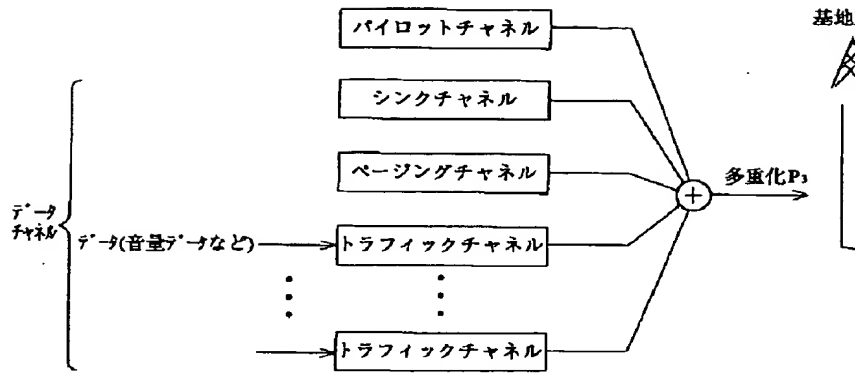
【符号の説明】

- 1 6 制御回路
2 1 a乃至2 1 d 逆拡散器
2 2 a, 2 2 b 自乗器
2 3 演算器
2 4 LPF (ローパスフィルタ)
2 5 演算器
3 1, 3 2 加算器
3 3 乗数計算器
3 4 乗算器

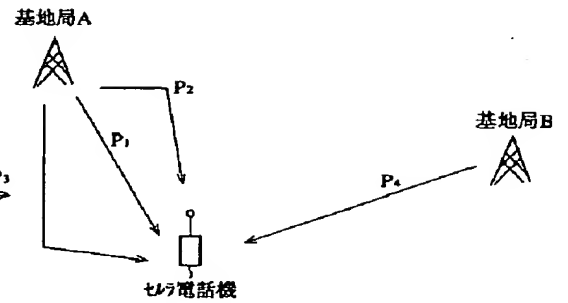
【图 3】



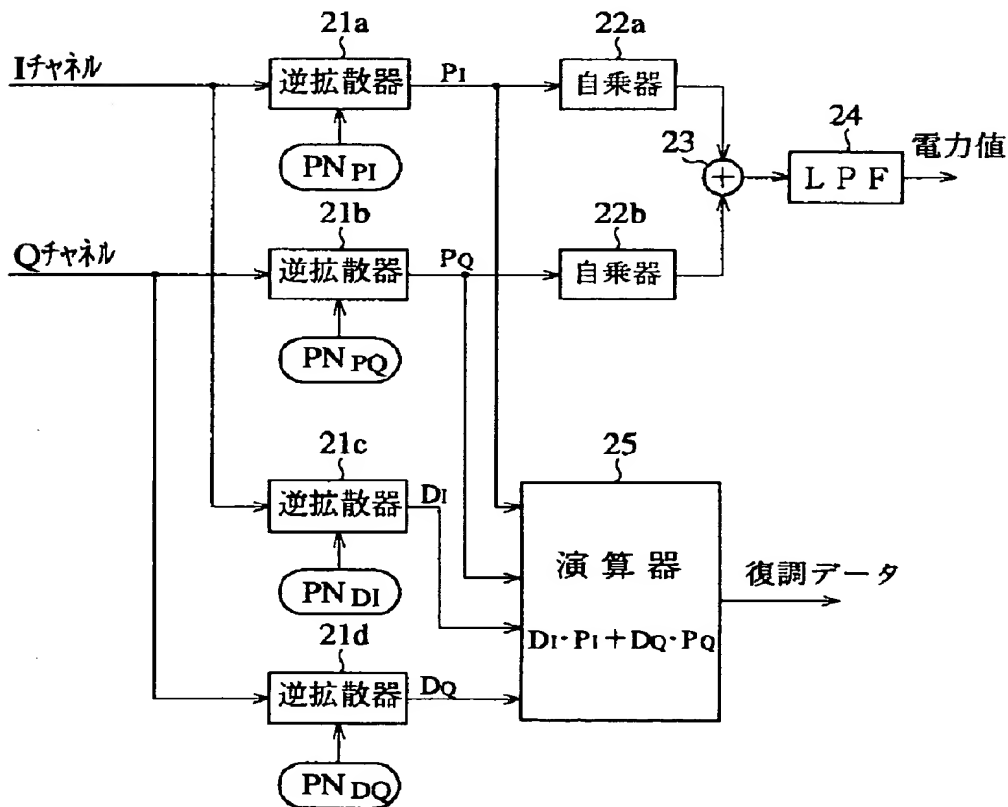
【図2】



【図6】

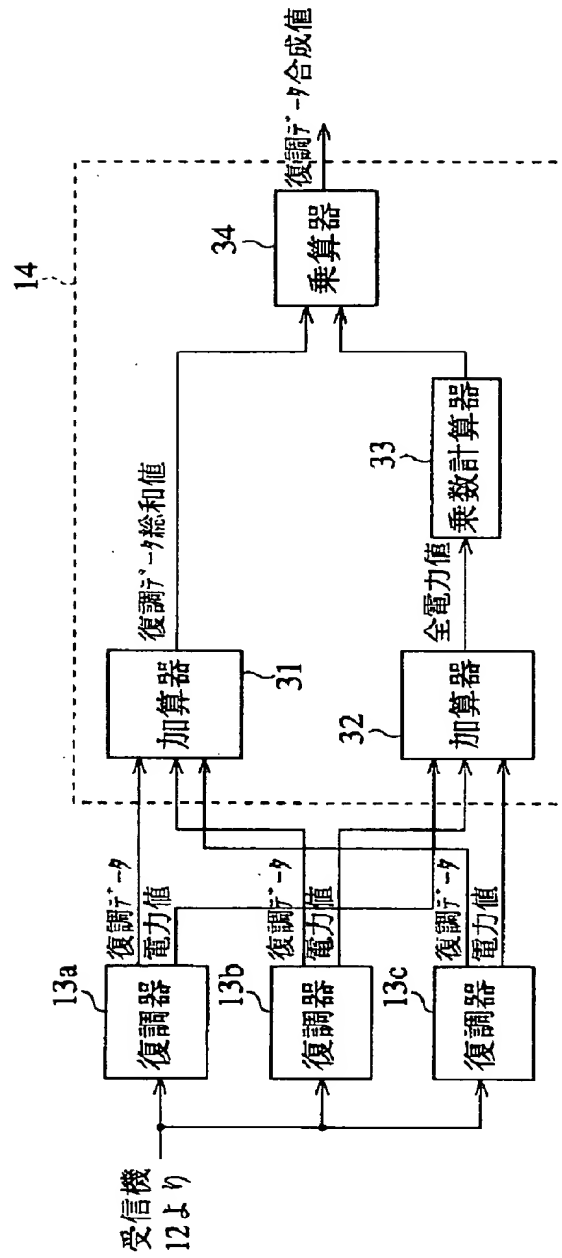


【図4】



復調器13a(13bまたは13c)

【図 5】



JAPANESE PATENT APPLICATION, FIRST PUBLICATION No. HEI 7-74694

**Int. Cl.⁶: H04B 7/26
H04J 13/04**

Publication Date: March 17, 1995

APPLICATION NO.:	Hei 5-218949
FILING DATE:	September 3, 1993
APPLICANT:	SONY CORP.
INVENTORS:	Takehiro SUGITA

TITLE: Demodulation Device

ABSTRACT

[Purpose] To reduce fluctuations in the amplitude of demodulated data.

[Constitution] Demodulated data of data channels from respective paths are supplied by the demodulators 13a-13c, respectively taken as Sd1, Sd2 and Sd3, and the electrical power values of the pilot channels of respective paths supplied by the demodulators 13a-13c are taken as Ed1, Ed2 and Ed3. The multiplier 34 outputs a signal S which is combined demodulated data (Sd1 + Sd2 + Sd3) calculated by an adder 31 which has been converted according to the following equation.

$$S = (Sd1 + Sd2 + Sd3) \times C / (Ed1 + Ed2 + Ed3)$$

Where C is a designated constant.

CLAIMS

1. A demodulation device comprising
a plurality of demodulating means for demodulating received signals and
outputting demodulated data; and
combining means for combining said demodulated data outputted from said
plurality of demodulating means, and outputting combined demodulated data;
characterized in that
each of said plurality of demodulating means has
calculating means for calculating a signal strength of said demodulated data
demodulated therein; and
said combining means has
adding means for adding said signal strengths outputted from the calculating
means held by each of said plurality of demodulating means; and
control means for controlling the signal strengths of said combined
demodulated data based on the addition results of said adding means.
2. A demodulation device as recited in claim 1, characterized in that said
demodulated data comprises a pilot channel composed of a designated code and a data
channel composed of communication data; and
said calculating means calculates a signal strength of said pilot channel data.
3. A demodulation device as recited in either of claims 1 or 2, characterized in
that said control means multiplies a constant for obtaining a desired signal strength with
said combined demodulated data based on the addition result of said adding means.

DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

Technical Field of the Invention

The present invention relates to a demodulation device suitable for use in receiving signals and demodulated demodulation portions in, for example, cellular phones.

Conventional Art

In recent years, attention has been given to spread spectrum communication formats (hereafter abbreviated as SS formats) which communicate by spreading modulated waves over a spectral band which is hundreds to thousands wider than the information bandwidth. In these SS formats, the frequency spectrum is spread by modulating a carrier wave by means of a PN code (pseudo-noise code) on the transmitter side, and this spread spectrum signal is sent to the receiver. Then, at the receiver, after despreading (correlation) using a PN code generated by a code generator having the same structure as in the transmitter, the signal is demodulated (baseband demodulation) to obtain the data.

In an SS format, the patterns of the PN codes must be identical, and their phase must also match in order to demodulate the signals in the receiver. That is, communications can only be established when the PN codes used on the transmitting and receiving ends are in the same system and have the same phase. By making use of this property, it is possible to use many channels according to the differences in PN codes using the same frequency band. The method of performing multiple access connections (multiplexing) by discriminating between channels by using PN codes is called a CDMA (Code Division Multiple Access) format.

Signals multiplexed by a CDMA format, as mentioned above, are highly resistant to disturbances, and normally have high resolution even in multipaths which cause mutual disturbances (noise), so that many channels can be taken on the same band. For this reason, for example, cellular phones have been realized which use this format in mobile terminals.

According to cellular telephones which make use of a CDMA format, as shown in Fig. 6, for example, it is possible to discriminate between a plurality of paths such as the path P_1 direct from the base station A, the paths P_2 and P_3 reflected by reflectants, and the path P_4 from another base station, of which the path with the highest reception level is selected for use in communications.

However, if the cellular phone is at a location which is far from base stations A and B in Fig. 6, and is mobbing at a point which is approximately equidistant from both, then the path selected by the cellular phone may alternate between the path from base station a to the path from base station B. For this reason, there are problems such as the discomfort to the users when the signals received in cellular telephones are cut off.

Furthermore, in this case, even the path with the highest signal level among the paths formed to the cellular phone will have a bad S/N ratio, i.e. the reception signal will include a lot of noise, since the cellular phone is positioned at a point far from the base stations A and B, thereby giving the user a feeling of discomfort.

Therefore, there are cellular phones of formats which ensure improved S/N ratios (improved communication quality) by comprising a plurality of demodulators for demodulating a plurality of paths formed with one base station, combining the outputs of the respective demodulators (hereinafter referred to as diversity formats) and cellular phones of formats which ensure improved S/N ratios by comprising a plurality of demodulators for demodulating paths formed with a plurality of base stations and combining the outputs of the demodulators (hereinafter referred to as soft-handover formats).

Furthermore, recently, cellular phones of formats for improving the S/N ratio by comprising a plurality of paths from one base station and a plurality of demodulators for demodulating a plurality of paths including paths from a plurality of base stations, and combining the outputs of the respective demodulators have been proposed (hereinafter referred to as diversity RAKE formats).

Problems to be Solved by the Invention

In diversity formats, soft-handover formats and diversity RAKE formats as described above, a plurality of demodulators are respectively controlled so that of the plurality of paths, the ones which are suitable for combining (for example, those in the plurality of paths with high signal levels) are selected as needed, and these selected paths are demodulated.

That is, for example, when a cellular phone has three demodulators, three paths with high signal levels are chosen from among a plurality of paths, and those three paths are respectively demodulated by three demodulators.

Then, since the cellular telephones are normally used while moving, each modulators does not necessarily demodulated the same path, so that the paths demodulated by the demodulators are switched in accordance with the reception signal level along that path.

When switching paths for demodulation in this way, the output of demodulation data from the demodulators is temporarily suspended in order to prepare. In this case, the signal level of the data combining demodulated data outputted from a plurality of demodulators (hereinbelow referred to as combined demodulated data) suddenly becomes small.

Furthermore, when the output of demodulated data from a suspended demodulator is

started, the signal level of combined demodulated data suddenly becomes large.

Additionally, the plurality of demodulators are not always performing demodulation operations, and operate according to need (for example, when a sufficient S/N ratio is obtained on a signal along one path, then one of the plurality of demodulators is activated, whereas when there is a need to increase the S/N ratio by adding a plurality of demodulated data, then at least to of the plurality of demodulators is activated).

That is, each of the plurality of demodulators is activated and suspended according to need, as a consequence of which the signal level of the combined demodulated data will suddenly become large or small.

Furthermore, in each of the plurality of modulators, even when demodulation is performed continuously over time, the signal level of demodulation data outputted from a specific demodulator will, for example be influenced by multipath fading or the like, as a result of which the combined demodulated data level will change.

On the other hand, in the cellular phones which have been recently proposed, further improvement of the S/N ratio and reductions in the error rate are ensured by maximum likelihood decoding of the demodulated data such as viterbi decoding.

In this case, it is required for the amplitude of the demodulated data not to change very much during soft judgment in viterbi decoding, but during demodulation by diversity formats, soft-handover formats and diversity RAKE formats, as described above, the level of the combined demodulated data will suddenly become large or small.

For this reason, during decoding, the properties (error detection error correction ability) are degraded, and the error rate becomes worse.

The present invention was made in view of this situation, and enables the prevention of worsening of the error rate.

Means for Solving the Problems

A demodulation device as recited in claim 1 comprises a plurality of demodulators 13a-13c as demodulating means for demodulating received signals and outputting demodulated data; and a combiner 14 as combining means for combining said demodulated data outputted from said plurality of demodulators 13a-13c, and outputting combined demodulated data; characterized in that each of said plurality of demodulators has a squaring device 22a, 22b and processing device 23 as calculating means for calculating a signal strength of said demodulated data demodulated therein; and said combiner 14 has an adder 32 as adding means for adding said signal strengths outputted from the squaring devices 22a, 22b and processing device 23 held by each of said

plurality of demodulators 13a-13c; and a multiplier 34 as control means for controlling the signal strengths of said combined demodulated data based on the addition results of said adder 32.

A demodulation device as recited in claim 2 is characterized in that the demodulated data comprises a pilot channel composed of a designated code and a data channel composed of communication data; and said squaring devices 22a, 22b and processing device 23 calculate a signal strength of said pilot channel data.

A demodulation device as recited in claim 3 is characterized in that said multiplier 34 multiplies a constant C for obtaining a desired signal strength with said combined demodulated data based on the addition result of said adder 32.

Functions

In the demodulation device as recited in claim 1, the signal strengths of the demodulated data demodulated in the demodulators 13a-13c are added, and the signal strength of the combined demodulated data is controlled to be constant based on the addition results. As a result, it is possible to prevent the error rate from worsening during decoding of the combined demodulated data.

In the demodulation device as recited in claim 2, of the pilot channel and data channel in the demodulated data, the signal strength of the pilot channel is calculated. Therefore, a highly precise signal strength is calculated, and the signal strength of the combined demodulated data is controlled so as to be precisely constant.

In the demodulation device as recited in claim 3, a constant C for obtaining a desired signal strength is multiplied with the combined demodulated data based on the results of the addition result of the adder 32. Therefore, the signal strength of the combined demodulated data can easily be controlled to be constant.

Embodiments

Embodiments of the present invention shall be described below, but as preparation, the structure of the base station as the transmitting side in a CDMA format, and the structure of the data transmitted from the base station to the cellular phones shall be explained.

Fig. 1 shows an example of the structure of a base station. Data (communication data) transmitted from other exchanges or public access networks not shown in the drawing passes through the exchange 1 of a telephone station managing the base station, and is inputted to the encoder 2. In the encoder 2, a designated encoding process is performed on transmission data and is inputted to the modulator 3a. The modulator 3a

performs a modulation process for turning the encoded data from the encoder 2 into a spread spectrum signal in accordance with the designated PN code, and outputs the result to the transmitter 4a. The transmitter 4a performs various procedures such as up-converting and amplification of the signals from the converter 4a, and outputs the result as radio waves from the antenna 5a.

If the antenna 5a has directionality toward directions of a designated range, then an antenna 5b with a directionality such as to compensate for the directions in that range is provided as needed, and a transmitter 4b and modulator 3b are provided for supplying signals to that antenna 5b.

Then, the encoded data from the encoder 2 is processed in the same manner as in the above-described case of the modulator 3a and transmitter 4a in the modulator 3b and the transmitter 4b, and is outputted from the antenna 5b (soft-handover format).

Here, in Fig. 1, two each of the modulator, transmitter and antenna are shown in the drawing, but the number is not restricted thereto.

Additionally, in the diversity RAKE format mentioned above, the result of encoding and modulating the same transmission data is sent out from other base stations structured in the same manner as the base station of Fig. 1.

In the base station of Fig. 1, each block is connected by a single line, whereby only the path of a single channel of data is indicated, but in actuality, the data of a plurality of channels is transmitted using the same frequency band (by code division multiplexing) due to the CDMA format.

Fig. 2 shows a communication path in the direction from the base station to the cellular phone, i.e. a forward-link structure. As shown in the drawing, a forward link is largely composed of a pilot channel which repeats a fixed-value PN code for clock playback at the cellular phone, and a data channel containing various communication data as other channels.

Furthermore, the data channel is composed of a sink channel containing time information for synchronizing the base station and the cellular phone, a paging channel containing control signals for calling up the cellular phone from the base station when a call arrives and signals for determining which base station received the call, and basically, a traffic channel containing voice data and the like for communicating.

In the base station, each channel is spread by a different PN code, code-division multiplexed, and transmitted.

In Fig. 2, a plurality of traffic channels are shown, but one is sufficient. Additionally,

while only one paging channel is shown, it is possible to provide a plurality.

Next, Fig. 3 is a block diagram showing the structure of an embodiment of a CDMA format cellular telephone using the present invention. For example, signals composed of channels as shown in Fig. 2 as multi-paths from at least one base station structured as shown in Fig. 1 are received by the antenna 11 and outputted to the receiver 12. The receiver 12, for example, orthogonally detects signals (hereinbelow referred to as reception signals) received by the antenna 11.

That is, in the receiver 12, a reception signal, a detecting signal of a designated frequency or a signal having the phase of the detecting signal shifted (rotated) by $\pi/2$ are multiplied together, as a result of which a signal component (hereinafter referred to as an I-channel signal) having the same phase as the phase reference point and a signal component (hereinafter referred to as a Q-channel signal) orthogonal to the phase reference point are outputted.

The I and Q channel signals outputted from the receiver 12 are supplied to the demodulators 13a-13c, and supplied to the control circuit 16.

In the control circuit 16, by taking the correlation of the I and Q channel signals with various PN codes, the PN codes used respectively in the plurality of paths received in the cellular phone are discriminated, and the paths to be demodulated by the demodulators 13a-13c are decided. Then, the path demodulation orders base on the decided results are made with respect to each of the demodulators 13a-13c, and the PN codes for demodulating the paths are outputted.

Each of the demodulators 13a-13c are structured as shown, for example, in Fig. 4, so as to demodulate the pilot channel and data channel (sink channel, paging channel and traffic channel) (Fig. 2) decided by the control circuit 16 from the signals of the I and Q channels of that path, and calculate the electrical power values of the pilot channel signals (fixed PN codes) of each path.

That is, as shown in the drawing, in the demodulator 13a (the same is true of 13b and 13c), an I-channel signal is first inputted to the despreaders 21a and 21c, then the Q-channel signals are inputted to the despreaders 21b and 21d.

Furthermore, in the despreaders 21a or 21c, PN codes PN_{PI} or PN_{DI} identical to the PN codes used in the base station are inputted to despread the I-channel signals of the pilot channel or data channel of a path designated by the control circuit 16.

In the despreaders 21a and 21c, the I-channel signals are despread using the PN codes PN_{PI} or PN_{DI} , as a result of which the despread data P_i or D_i on the I-channel of the pilot channel or data channel of the path designated by the control circuit 16 is generated.

Similarly, in order to despread the Q-channel signals in the pilot channel and data channel in the path designated by the control circuit, the same PN codes PN_{PQ} and PN_{DQ} as the PN codes used in the base station are respectively inputted in the despreaders 21b and 21d, and in the despreaders 21a and 21c, the Q-channel signals are despread using the PN codes PN_{PQ} or PN_{DQ} , as a result of which despread data P_Q or D_Q of the Q-channel in the pilot channel or data channel for the path designated by the control circuit 16 are generated.

The despread data P_I and P_Q of the pilot channel and the despread data D_I and D_Q of the data channel are supplied to the processor 25, after which the despread data P_I or P_Q of the pilot channel is supplied to the squaring device 22a or 22b.

At the squaring devices 22a or 22b, the despread data P_I or P_Q of the pilot channel are respectively squared, and supplied to the processor 23. At the processor 23, the outputs of the squaring devices 22a and 22b are added.

As a result, the output of the processor 23 will be $P_I^2 + P_Q^2$, i.e. the electrical power value of the pilot channel. The power value of the pilot channel is supplied to a LPF (low-pass filter) 24, where the noise is eliminated and outputted to the combiner 14 (Fig. 3).

On the other hand, in the processor 25, the data channel is demodulated from the despread data P_I and P_Q of the pilot channel and the despread data D_I and D_Q from the data channel.

That is, the processor 25, for example, generates demodulated data D of the data channel by multiplying the despread data of the I or Q channel of the data channel and the pilot channel, and adding the results of the multiplication.

$$D = D_I \cdot P_I + D_Q \cdot P_Q$$

The demodulated data of the data channel obtained by the processor 25 is outputted to the combiner 14 (Fig. 1) as with the power values of the pilot channel.

Aside from being used to calculate the power values and being supplied to a processing circuit not shown in the drawings to generate a clock as mentioned above, the despread data of the pilot channel is used to correct errors in the frequency of detecting signals in the receiver 12.

The combiner 14 adds (combines) the demodulated data from the data channels of the respective buses supplied as described above from the demodulators 13a-13c, and thereby generates demodulated data (combined demodulated data) with an improved

S/N ratio.

At the same time, the combiner 14 adds (combines) the power values of the pilot channels of each path supplied by the demodulators 13a-13c, and controls the generated combined demodulated data so that the power value thereof will be constant based on the added value (hereinafter referred to as combined power value).

That is, the combiner 14, as shown in Fig. 5, is composed of adders 31, 32, a multiplier calculator 33 and a multiplier 34. First, in the adder 31, the demodulated data of the data channels of each path supplied respectively from the demodulators 13a-13c are added (combined), and the combined demodulated data (demodulated data sum value) is calculated.

At the same time, in the adder 32, the power values of the pilot channels of each path supplied respectively from the demodulators 13a-13c are added (combined), and a combined power value (overall power value) is calculated.

That is, taking the pilot channel power values of each path supplied from the demodulators 13a-13c respectively as E_{d1} , E_{d2} and E_{d3} , the adder 32 calculates $E_{d1} + E_{d2} + E_{d3}$, then outputs the result to the multiplier calculator 33.

The multiplier calculator 33 divides a designated constant C as a reference power value (energy value) with the combined power value $E_{d1} + E_{d2} + E_{d3}$, and outputs the results of the division ($= C/(E_{d1} + E_{d2} + E_{d3})$) to the multiplier 34. This division result shall be a multiplier in the multiplier 34 to be explained, and therefore shall be known herebelow as the multiplier.

The multiplier 34 multiplies the multiplier outputted from the multiplier calculator 33 ($= C/(E_{d1} + E_{d2} + E_{d3})$) with the combined demodulated data calculated by the adder 31. That is, the multiplier 34 outputs the combined demodulated data times the multiplier ($= C/(E_{d1} + E_{d2} + E_{d3})$).

Here, taking the power values of the demodulated data of the data channels of each path supplied by the demodulators 13a-13c as respectively S_{d1} , S_{d2} and S_{d3} , the values S_{d1} and E_{d1} , S_{d2} and E_{d2} , and S_{d3} and E_{d3} are respectively the power values of the data channel and pilot channel on the same path, so that the following relationships are established.

$$S_{d1} \propto E_{d1}, S_{d2} \propto E_{d2} \text{ and } S_{d3} \propto E_{d3}$$

This leads to the following equation.

$$S_{d1} + S_{d2} + S_{d3} \propto E_{d1} + E_{d2} + E_{d3} \quad (1)$$

Additionally, the power value S of the combined demodulated data outputted from the multiplier 34 is, as mentioned above, equal to the combined demodulated data power value calculated in the adder 31 times the multiplier ($= C/(Ed1 + Ed2 + Ed3)$) outputted by the multiplier calculator 33, and can therefore be expressed as follows.

$$S = (Sd1 + Sd2 + Sd3) \times C / (Ed1 + Ed2 + Ed3) \quad (2)$$

From equation (1), $(Sd1 + Sd2 + Sd3) / (Ed1 + Ed2 + Ed3)$ will be a constant value, so that the power S of the combined demodulated data expressed in Equation (2) will be a constant value.

That is, as described above, the power value (level) $(Sd1 + Sd2 + Sd3)$ of the combined demodulated data from the adder 31 will change according to suspension or starting of the activity of the demodulators 13a-13c, or switching of the path being demodulated.

Therefore, in this cellular phone, a multiplier calculator 33 calculates a multiplier which is the inverse of the combined power value $(Ed1 + Ed2 + Ed3)$ which changes in proportion to the power value $(Sd1 + Sd2 + Sd3)$ of the combined demodulated data from the adder times a designated constant C , and by multiplying the combined demodulated data with that multiplier in the multiplier 34, it is possible to obtain combined demodulated data wherein the power value is constant.

That is, in the multiplier 34, when the power value $(Sd1 + Sd2 + Sd3)$ of the combined demodulated data from the adder 31 is large, a small multiplier is multiplied to the power value, whereas when the power value $(Sd1 + Sd2 + Sd3)$ of the combined demodulated data from the adder 31 is small, a large multiplier is multiplied to the power value, whereby combined demodulated data of a constant power value is outputted.

The designated constant C (in Equation (2)) used in the multiplier calculator 33 is set such as to obtain combined demodulated data of a desired power value based on the dynamic range of the device.

The combined demodulated data having a constant power value outputted from the multiplier 34 (combiner 14) is supplied to the decoder 15 (Fig. 1).

In the decoder 15, the demodulated data with a constant power value from the combiner 14 is maximum-likelihood decoded by, for example, viterbi decoding, and decoded data (reception data) is outputted.

Thus, the decoding is performed on combined demodulated data with a nearly unchanging amplitude, so that it is possible to prevent the error rate of the decoded data

from becoming worse (degradation of the error correction ability in the decoder 15).

Whereas a case of use of the demodulation device of the present invention with cellular phones has been described above, the present invention is applicable to demodulation devices for demodulating signals other than those of cellular phones as well.

In the present embodiment, the cellular phone multiplexing format is a CDMA format, but is not restricted thereto.

Additionally, while a cellular phone having three demodulators 13a-13c has been explained in the present embodiment, the number of demodulators can be one or two, or four or more just as well as three. However, when the number of demodulators provided in the cellular phone is one, there is no need to provide the adders 31 and 32 in the combiner 14 shown in Fig. 5.

Furthermore, in the present embodiment, the power value of the combined demodulated data is made constant based on power values of the pilot channel, but aside from the pilot channel, it is possible to use the power values of the data channels (sink channel, paging channel or traffic channel) shown in Fig. 2.

However, the pilot channel should have a signal level which is 3-6 dB higher than the data channel, and the signal entered into the pilot channel is a fixed PN code, so that it is considered to be easier to control the power values of the combined demodulated data constant with high precision by using the power values of the pilot channel as in the present embodiment.

Effects of the Invention

According to the demodulation device recited in claim 1, the signal strengths of the demodulated data demodulated in a plurality of demodulating means are added, and based on the results of the addition, the signal strength of the combined demodulated data is controlled to be constant. As a result, it is possible to prevent the error rate from becoming worse during demodulation of the combined demodulated data.

According to the demodulation device recited in claim 2, of the demodulated data of the pilot channel and the data channel, the signal strength of the pilot channel is calculated. As a result, a highly precise signal strength is calculated, so as to allow the signal strength of the combined demodulated data to be controlled so as to be precisely constant.

According to the demodulation device recited in claim 3, a constant for obtaining a desired signal strength is multiplied to the combined demodulated data based on addition results of the adding means. As a result, the signal strength of the combined

demodulated data can easily be controlled so as to be constant.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

Fig. 1 A block diagram showing an example of the structure of the base station.

Fig. 2 A diagram for explaining the structure of the forward link.

Fig. 3 A block diagram showing the structure of an embodiment of a cellular phone to which the demodulation device of the present invention is applied.

Fig. 4 A more detailed block diagram of a demodulator 13a (13b or 13c) according to the embodiment of Fig. 3.

Fig. 5 A more detailed block diagram of a combiner 14 according to the embodiment of Fig. 3.

Fig. 6 A diagram for explaining multipath.

Description of the Reference Numerals

1	exchange
2	encoder
3a, 3b	modulator
4a, 4b	transmitter
5a, 5b, 11	antenna
12	receiver
13a-13c	demodulator
14	combiner
15	decoder
16	control circuit
21a-21d	despreader
22a, 22b	squaring device
23	processor
24	LPF (low-pass filter)
25	processor
31, 32	adder
33	multiplier calculator
34	multiplier